

Universidad Carlos III de Madrid

Escuela Politécnica Superior



ADAPTACIÓN Y DESARROLLO EXPERIMENTAL DEL SISTEMA DE CONSUMO DE POTENCIA VARIABLE PARA LA SUSTITUCIÓN DEL *GRID SIDE CONVERTER* EN APLICACIONES DE ENERGÍAS RENOVABLES

Proyecto Fin de Carrera
I.T.I. Electrónica Industrial

Autor: Gonzalo Moreno Huerta
Tutores: Carlos Álvarez Ortega
Lorena González Juárez

Octubre, 2010

Índice general

1. Introducción	1
2. Estado del arte	4
3. Diseño del sistema	7
3.1. El circuito paso a paso	7
3.1.1. Variación del valor de la resistencia	8
3.1.2. Filtrado y control	9
3.1.3. Circuito final	11
3.2. ¿Cómo realizar la adquisición de datos?	12
3.3. Operaciones realizadas a la lectura de tensión	13
3.3.1. Diseño del <i>software</i>	13
3.3.2. ¿Cómo se modifica el ciclo de trabajo?	14
3.3.3. Señal de control del IGBT	14
4. Componentes del circuito	16
5. Simulaciones	23
6. Medidas Experimentales	26
7. Ensamblaje del circuito	31
8. Conclusiones	34
9. Trabajos futuros	35
9.1. Hoja de características del IGBT SK60GAL123	40
9.2. Hoja de características de la fuente de alimentación	46
9.3. Esquemático Carcasa	49

Índice de figuras

1.1. <i>Grid-Side Converter</i>	2
1.2. Emplazamiento del dispositivo	2
1.3. <i>Crowbar</i>	3
3.1. Esquemático representativo	8
3.2. Variación de la resistencia en promedio	9
3.3. IGBT junto al control	10
3.4. Filtrado	10
3.5. Circuito final	11
3.6. Microcontrolador ez430-rf2500 y complementos	12
3.7. Diagrama de flujo	13
3.8. Generación de la señal PWM	15
3.9. Generación de la señal PWM	15
4.1. Microcontrolador empleado	17
4.2. Característica del IGBT	18
4.3. Corriente de colector	18
4.4. Energía encendido/apagado	19
4.5. Reostato	21
5.1. Circuito simulación	23
5.2. Entrada del circuito	24
5.3. Señal de control del IGBT	24
5.4. Señal de salida sin filtrar	25
5.5. Señal de salida filtrada	25
6.1. Circuito laboratorio	27
6.2. Valores normales	28
6.3. Variación de la corriente sin filtro	29
6.4. Variación tensión con filtro	29
6.5. Variación corriente con filtro	30

7.1. Placa	31
7.2. Carcasa cerrada	32
7.3. Carcasa abierta	33

Agradecimientos

En primer lugar deseo expresar mi agradecimiento a mi familia, por haber luchado para que haya llegado hasta aquí.

Gracias a mis amigos, compañeros y tutores que siempre me han prestado un gran apoyo moral y humano, necesarios en los momentos difíciles de este trabajo.

A todos, muchas gracias.

Nomenclatura

Magnitudes

V	Tensión
E	Energía
I	Corriente
L	Inductancia
C	Capacitancia

Subíndices

<i>o</i>	Salida
<i>i</i>	Entrada
<i>ce</i>	Colector-Emisor
<i>on</i>	Encendido
<i>off</i>	Apagado

Abreviaturas

AC	Corriente alterna
ADC	Conversor analógico digital
DC	Corriente continua
DFIG	Doubly-fed induction generator
DSP	Procesador digital de señal
GSC	Grid-Side Converter
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada
NI	<i>National Instruments</i>
PCI	Interconexión de Componentes Periféricos
PWM	Modulación por ancho de pulso

SCR Rectificador Controlado de Silicio

Unidades

V	Voltios
H	Henrios
F	Faradios
J	Julios
Ω	Ohmios
s	Segundos
Hz	Hercios
A	Amperios
W	Vatios
sps	Muestras por segundo

Capítulo 1

Introducción

El proyecto aborda un método para el control de la potencia extraída del rotor de un generador DFIG frente a variaciones de las condiciones de dicho generador. El presente trabajo es continuación de un proyecto anterior realizado por el Departamento de Eléctrica de la Universidad Carlos III, proyecto denominado: ” *Diseño de un sistema de consumo potencia variable para aplicaciones experimentales de generación eólica*” realizado por Juan Pablo Rodríguez García [2]. Particularmente nos centraremos en la implementación de este diseño adaptado a generadores DFIG mediante elementos reales en el laboratorio.

El objetivo de nuestro proyecto para conseguir el fin anteriormente expuesto, será por tanto compensar las variaciones de corriente existentes en una red monofásica DC producidas a la salida de un convertor AC/DC y que, a su vez provienen de variaciones en el rotor del generador. Esto es, tener un control del sistema de tal forma que cuando haya una variación de tensión a la entrada del convertidor, a la salida de éste la tensión sea constante. Mantendremos también un control de la potencia, logrando que sólo sea consumida cuando haya generación.

Podemos decir que este circuito desempeña la misma función que un circuito *GSC*. Como podemos ver en la figura 1.1 dicho circuito es el encargado de la conversión DC/AC y de la conexión a la red.

Por lo tanto, nuestro dispositivo quedará posicionado como mostramos en la figura 1.2.

Como podemos constatar, nuestro dispositivo está sustituyendo al circuito *GSC*. Otra observación importante, es que nuestro circuito está diseñado para

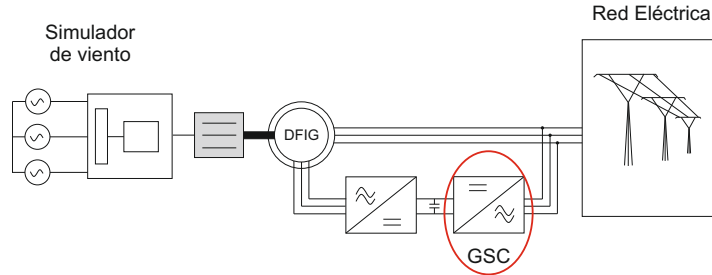
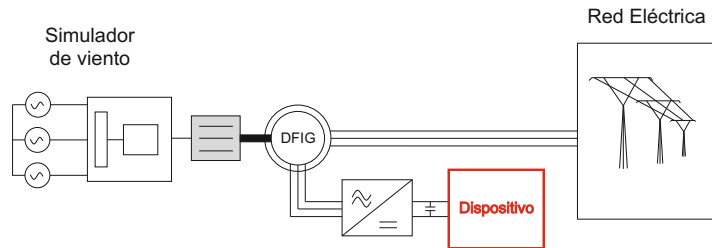
Figura 1.1: *Grid-Side Converter*

Figura 1.2: Emplazamiento del dispositivo

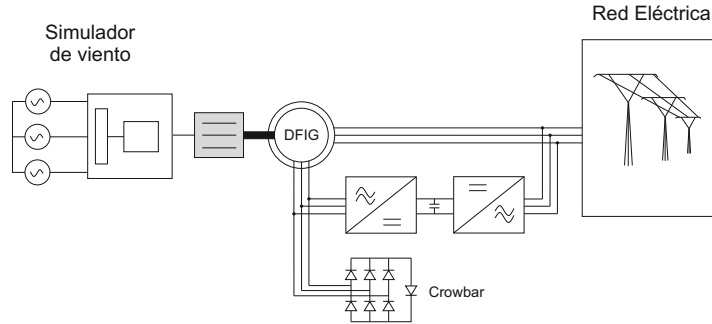
trabajar en DC.

El GSC se encarga de mantener constante el nivel de continua del DC-link inyectando a la red la potencia necesaria para ello.

De cara a un futuro, se estudiará la posibilidad de adaptar la configuración para trabajar en AC. Esta nueva configuración se podrá emplear actuando como circuito *Crowbar*.

Una protección *Crowbar* o circuito *Crowbar* de forma genérica es un circuito eléctrico usado para prevenir una condición de sobrecorrientes de una fuente de alimentación que podría dañar el circuito conectado a ésta. Esta protección opera colocando un cortocircuito entra la fuente de voltaje y el circuito a proteger (poner anexos). Los circuitos *Crowbar* son frecuentemente implementados usando un *tiristor* (también llamado *SCR*) como dispositivo de interrupción.

En una aplicación más específica, como es la protección del rotor de un DFIG, el circuito *Crowbar* consta de un rectificador de diodos y un tiristor que se activa cuando el circuito del rotor debe ser cortocircuitado [4].

Figura 1.3: *Crowbar*

Esto supone que sólo el *Crowbar* debe estar sobredimensionado para no ser dañado ante un gran incremento de corriente. El convertidor y el devanado del rotor, sin embargo, están diseñados de acuerdo a la potencia de deslizamiento sin sobredimensión.

Esto significa que el convertidor no puede manejar una sobrecorriente con conexión a red durante un período de tiempo sin ninguna protección tipo *Crowbar*. Las altas corrientes suelen ser causadas por el estator durante el hueco de tensión [1].

La realización experimental de un *Crowbar* podrá ser llevada a cabo en un futuro utilizando los componentes que en el presente trabajo se estudian.

En cuanto al estudio presente ya realizado, sustitución del GSC, se realizará mediante dos circuitos, uno para realizar la lectura de la tensión de la rama monofásica, y otro que se encargará de controlar la corriente para que no haya condiciones de fallas.

En términos de potencia, el circuito no va a tener un consumo fijo. Se diseñará el control adecuado para que el circuito actúe cuando la variación de la corriente se exceda de los límites fijados acordes con la generación que se presupone para un generador trabajando a condiciones nominales.

Capítulo 2

Estado del arte

Actualmente la energía eólica está en auge y es considerada, entre las energías renovables, como la que mayor probabilidad tiene de llegar a ser una alternativa real a las fuentes de energía convencional y más contaminantes, como aquellas derivadas de los combustibles fósiles como el petróleo, el gas o el carbón [3].

Este desarrollo, sin embargo, se ve frenado por los problemas de integración que aparecen cuando aumenta el número de parques eólicos, y en consecuencia el número de aerogeneradores, conectados a la red eléctrica. Uno de los problemas más importantes está relacionado con el comportamiento de los aerogeneradores frente a huecos de tensión en la red. Con el objeto de evitar estos problemas en la mayor parte de países con gran desarrollo eólico se está regulando el comportamiento de los aerogeneradores frente a los huecos de tensión.

Con la aparición de las máquinas de velocidad variable se ha conseguido que las máquinas sufran mecánicamente menos frente a ráfagas de viento, que la electricidad generada tenga menos fluctuaciones y que el aprovechamiento energético del viento sea mayor. Estas ventajas han conducido a que desde hace años la mayor parte de las máquinas instaladas sean de este tipo.

En las principales estrategias utilizadas para obtener velocidad variable, en función del generador eléctrico utilizado, interviene un generador síncrono o un generador asíncrono. El primer tipo de generador tiene el inconveniente de que toda la energía generada, previamente a su suministro a la red eléctrica, debe ser convertida mediante dos convertidores electrónicos. Estos convertidores deben, por tanto, ser dimensionados para toda la potencia del aerogenerador, resultando caros y voluminosos. Sus pérdidas de energía, además,

ocasionan la disminución del rendimiento total del aerogenerador.

De los generadores asíncronos el más utilizado es el generador asíncrono de doble alimentación, en el que el estator se conecta directamente a la red mientras que el rotor se conecta a la red a través de un convertidor que permite controlar tanto la energía activa como la reactiva del generador eléctrico. En este caso, la potencia que pasa por el rotor es sólo una pequeña fracción de la del estator por lo que los convertidores son menores en coste y tamaño, y generan menos pérdidas [4].

Sin embargo, la solución basada en el generador asíncrono de doble alimentación es muy sensible a las faltas que pueden darse en la red eléctrica. El convertidor de potencia conectado al rotor es una parte muy vulnerable del sistema.

Es decir, cuando ocurre una falta en la red, conocida como hueco de tensión, y la tensión de una o varias líneas caen, la corriente que aparece en dicho convertidor puede alcanzar valores muy altos hasta llegar a destruirlo.

Hasta hace poco la solución habitual consistía en desactivar el convertidor y conectar el sistema ya explicado anteriormente conocido como *Crowbar* cuando se detectaba que la corriente del convertidor era demasiado elevada. En situación normal el *Crowbar* está desconectado, por lo que no afecta al funcionamiento normal de la máquina. En caso de producirse un hueco de tensión, el *Crowbar* se conecta durante un intervalo de entre 100 y 200 ms, tiempo suficiente para que se reduzca en gran medida el fuerte transitorio que sufre el estado magnético de la máquina. Con esta maniobra el convertidor quedaba completamente protegido pero se pierde el control de la máquina.

Las resistencias que forman el *Crowbar* se deben escoger de un valor pequeño, para reducir la tensión aplicada al convertidor. Sin embargo, esto provoca que la corriente que circula por ellas sea muy elevada, llegándose a los miles de amperios.

Además, la corriente del *Crowbar* provoca que la máquina genere en el par un pico que supera en dos a cuatro veces al valor nominal. Normalmente el sistema mecánico no está preparado para sufrir un golpe de par tan intenso y puede romperse. Para evitarlo se debe añadir en el árbol mecánico una junta elástica que amortigüe dicho golpe.

Por otro lado, al comprenderse el *Crowbar* de resistencias pequeñas, el

tiempo de desmagnetización o reducción de la sobrecorriente es muy elevado, y por otro lado, si el generador sigue conectado a la red eléctrica se tienen sobrecorrientes en la máquina. Para evitar estas sobrecorrientes los sistemas que comprenden un *Crowbar* desconectan el generador de la red y no lo vuelven a conectar hasta que la tensión vuelve alcanzar su valor nominal.

Capítulo 3

Diseño del sistema

La idea principal de nuestro sistema será mantener constante la tensión a la salida de nuestro circuito ante cualquier variación de corriente en la entrada. Si mantenemos constante la tensión a la salida, estaremos consumiendo los excesos de corriente que se dan en la entrada. Para realizarlo hemos diseñado un sistema un bucle cerrado.

El sistema está formado por dos circuitos, uno que se encarga de realizar la adquisición de datos y otro que actúa en función de éste de manera que tengamos un control de la corriente y, por tanto, de tensión.

También hará falta un filtrado de la señal de salida para obtener una señal libre de ruidos. Para realizar esto es necesario una medida en tiempo real de la tensión existente en la rama, y a partir de la medida tomada, enviar la información necesaria al circuito de control para que actúe en consecuencia, de tal forma que se fije una tensión constante.

3.1. El circuito paso a paso

A continuación mostraremos la explicación paso a paso del diseño del dispositivo de consumo de energía variable.

Empezaremos viendo un esquemático representativo de cómo será nuestro diseño, figura 3.1.

Para realizar el control de corriente variaremos el valor de la resistencia colocada en paralelo al condensador. En función de lo que queramos con-

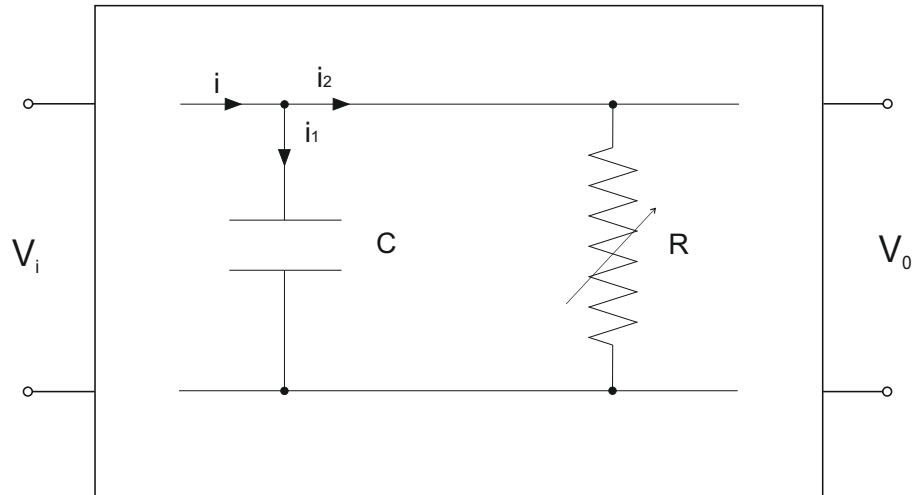


Figura 3.1: Esquemático representativo

sumir, y dependiendo de la energía sobrante del convertidor AC/DC.

3.1.1. Variación del valor de la resistencia

Para variar el valor de la resistencia utilizaremos un interruptor, colocándolo en serie a la resistencia. Cuantas más veces sea cerrado el interruptor mayor será el valor de la resistencia, y al contrario.

Los valores extremos de la resistencia serán 0 y $30\ \Omega$ en nuestro caso, pero el valor promedio irá variando según el número de veces que se active el interruptor entre los valores antes citados.

Con esto, lo que queremos conseguir es que si la corriente de entrada i aumenta, y en consecuencia aumenta la tensión en el condensador, la tensión a la salida se mantenga constante. Esto lo conseguiremos reduciendo el valor promedio de la resistencia R , de tal forma que la corriente i_2 aumente, descargando el condensador y reduciendo así la tensión de salida. De esta manera, ante excesos de corriente, la tensión a la salida permanecerá constante.

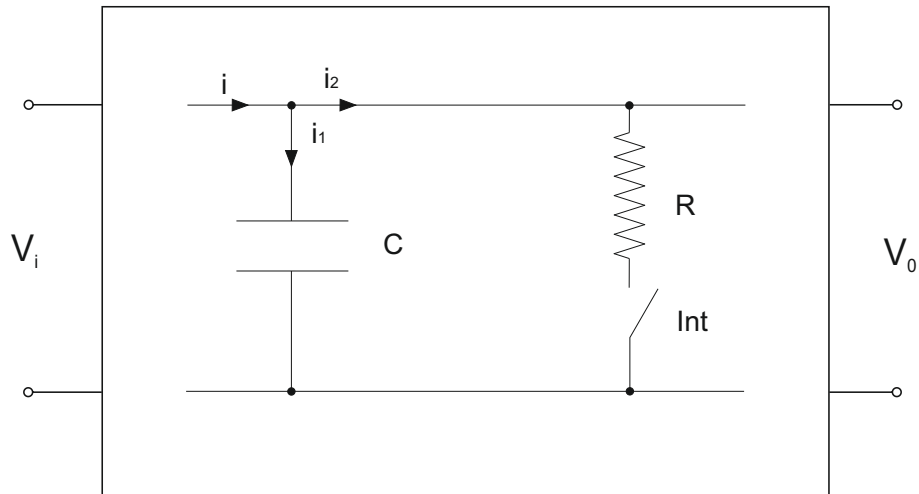


Figura 3.2: Variación de la resistencia en promedio

Como podemos observar en la figura 3.2 el interruptor es un IGBT que será controlado por un circuito de control, formado por un microcontrolador, el MSP430F2274, y un circuito de acondicionamiento.

El circuito de control se va a encargar de generar una señal PWM, en función de la señal de salida del circuito. Dicha señal será la que controle el IGBT.

Hemos dado un paso más en nuestro diseño, como vemos en la figura 3.3.

Como el control se está realizando con un IGBT, estamos dando saltos entre unos valores de tensión producidos por la conexión y desconexión de la resistencia. Para conseguir una señal limpia de ruidos a la salida del circuito utilizaremos un filtro paso-bajo, ya que la señal que manejamos es de poca frecuencia y el ruido a filtrar es debido a altas frecuencias.

3.1.2. Filtrado y control

Por lo tanto, lo siguiente que debemos hacer es colocar un filtro a nuestro circuito, como vemos en la figura 3.4

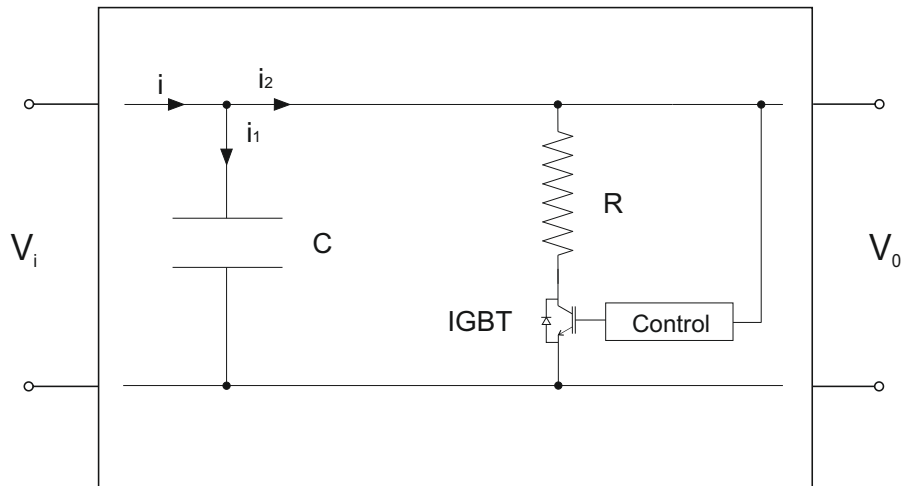


Figura 3.3: IGBT junto al control

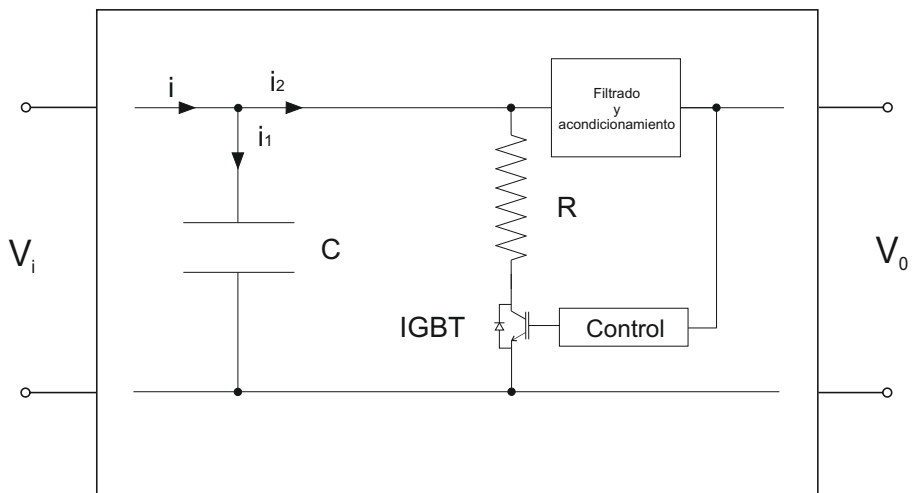


Figura 3.4: Filtrado

Al ser de tipo paso bajo, este filtro eliminará las altas frecuencias. Esto ha sido calculado con los elementos disponibles en el laboratorio. Hay que tener en cuenta, por tanto, que para una aplicación específica habría que volver a calcularlos según la ecuación 4.1, explicado en el siguiente capítulo.

3.1.3. Circuito final

Finalmente, el circuito queda como mostramos en la figura 3.5

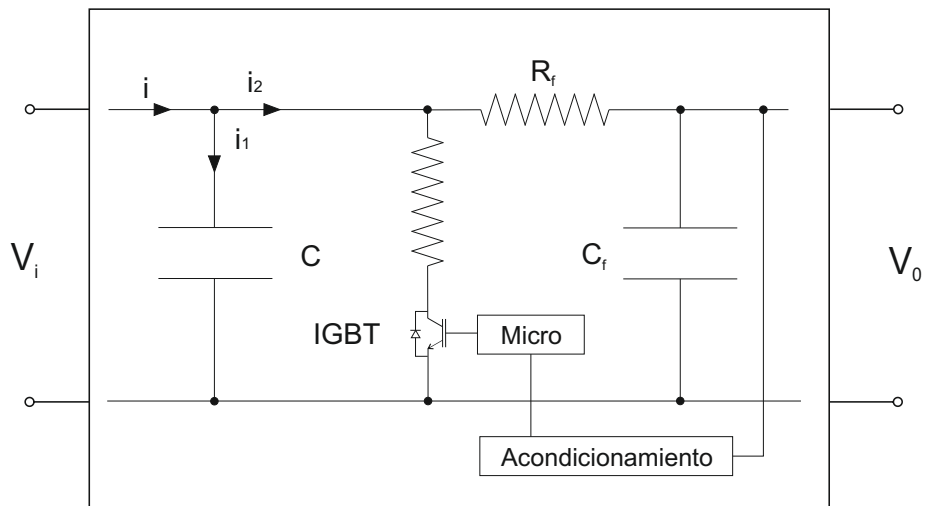


Figura 3.5: Circuito final

Como podemos observar, el filtro lo forman una resistencia R_f y un condensador C_f .

El bloque de acondicionamiento se encargará de reducir el valor de la tensión a la salida de nuestro circuito, llevándola a valores admisibles por el microcontrolador.

3.2. ¿Cómo realizar la adquisición de datos?

Para tener una medida en tiempo real de la tensión se utilizará un lazo de realimentación que incorpore una sonda de tensión, la cual se conecta en serie a la salida del circuito. Ésta nos dará una tensión proporcional a la tensión existente en la rama.

La tensión obtenida será leída por el microcontrolador MSP430F2274, a través del convertidor ADC incorporado en dicho microcontrolador. Dicho microcontrolador es el mostrado en la figura 3.6.

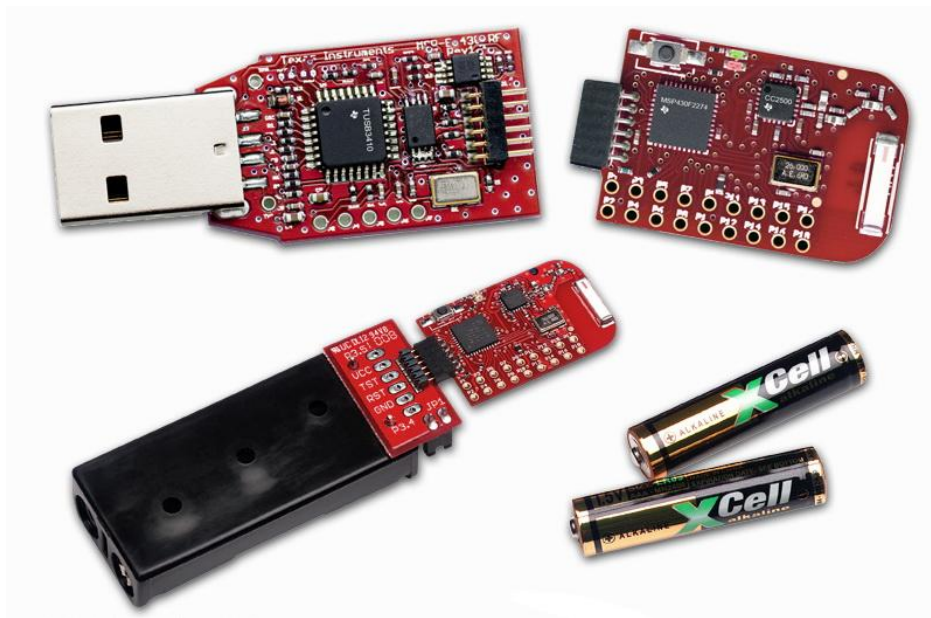


Figura 3.6: Microcontrolador ez430-rf2500 y complementos

Hemos de destacar que el microcontrolador solamente puede leer datos entre 0 y 3,6V. Esto nos condiciona la tensión que leerá el ADC. La señal se leerá por una sonda de tensión, la cual atenuará la señal de entrada dejándola entre 0 y 3,6 V. Esto muy conveniente ya que no hará falta meter un divisor resistivo para cumplir las condiciones del microcontrolador.

Una vez obtenida la lectura se realizarán una serie de operaciones, mediante la creación de un software, para que a la salida obtengamos una señal PWM que controlará el circuito que se encarga de la variación de la corriente.

3.3. Operaciones realizadas a la lectura de tensión

Una vez tomada la lectura por el ADC del microcontrolador, tendremos que desarrollar un software para generar la PWM.

3.3.1. Diseño del *software*

El software es una parte muy importante del sistema. En la figura 3.7 se muestra diagrama de flujo que determina el funcionamiento del programa.

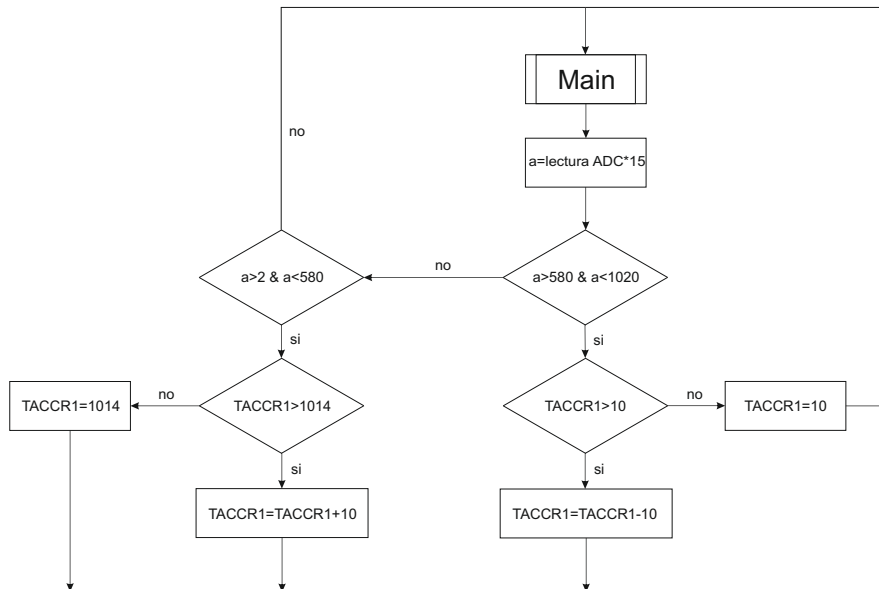


Figura 3.7: Diagrama de flujo

El código generará una señal PWM, con un ciclo de trabajo que variará en función del valor obtenido a través del ADC. De esta manera, conseguimos que el tiempo de descarga del condensador C varíe.

Con la señal PWM vamos a controlar el IGBT, pero ¿cómo variará la señal PWM?

Lo primero que hay que definir es el **TACCR1**, registro del microcontrolador que varía según la lectura del **ADC**. A mayor valor de tensión leída en la salida del circuito, mayor el valor del registro **TACCR1** y viceversa.

Antes de continuar, hemos de tener en cuenta que el circuito optoacoplador que acondiciona la señal, invierte la **PWM**. Por ello, hemos tenido que adaptar el programa de tal forma que la señal de salida del microcontrolador sea la inversa a la introducida al **IGBT**.

Una vez guardado el valor de la señal de entrada en el **ADC**, se lo asignamos a una variable "*a*" para poderlo modificar.

3.3.2. ¿Cómo se modifica el ciclo de trabajo?

Una vez explicado cómo hemos diseñado el programa, veamos ahora las operaciones para modificar el ciclo de trabajo. Nos fijamos en el valor de "*a*" y lo comparamos con valores preestablecidos, según queramos fijar la tensión de salida.

En este ejemplo el código está diseñado para trabajar con una tensión de salida de $15V$, por tanto, la condición que fijamos al registro "*a*" es que sea mayor o menor que 580, pero nunca superando los 1024 ni bajando de 0.

Si el valor es superior a 580 tendríamos que aumentar el valor de **TACCR1** en 10*unidades*, pero como hemos explicado previamente, el circuito optoacoplador invierte la señal **PWM**. Por eso, tenemos que pensar el código al revés, y en lugar de aumentar 10*unidades* tendremos que disminuirlas.

En el caso de que sea menor que 580, aumentaremos en 10*unidades* el valor del **TACCR1**. Así conseguimos generar una señal **PWM** que varíe su ciclo de trabajo en función de la lectura del **ADC**.

3.3.3. Señal de control del IGBT

Veamos ahora como varía el microcontrolador el ciclo de trabajo de la señal **PWM** en función del valor **TACCR1**.

Comprenderemos mejor cómo se genera esta señal de control observando las figuras 3.8 y 3.9.

Si el valor del registro **TACR1** adquiere un valor bajo, el ciclo de trabajo de la señal PWM será pequeño, como podemos observar en la figura 3.8.

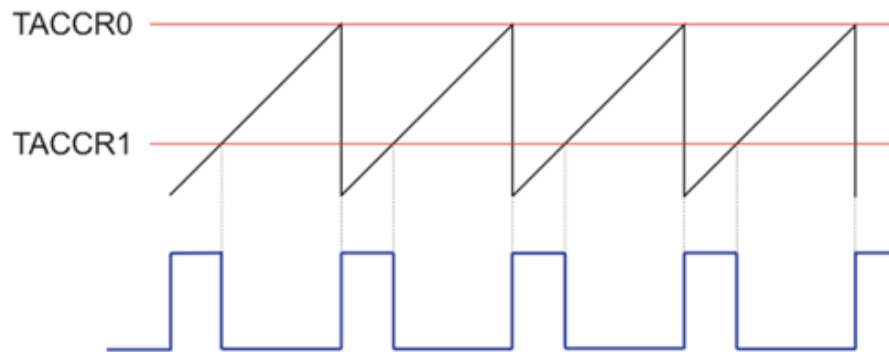


Figura 3.8: Generación de la señal PWM

Ocurrirá lo mismo, pero a la inversa, si el registro **TACCR1** adquiere un valor alto, como podemos observar en la figura 3.9.

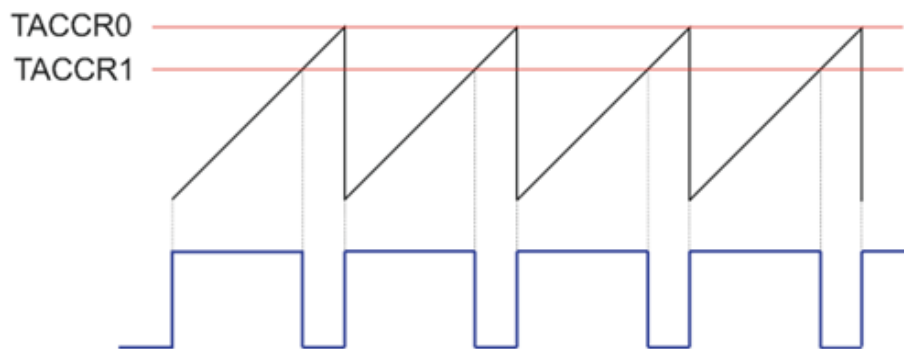


Figura 3.9: Generación de la señal PWM

Capítulo 4

Componentes del circuito

Microcontrolador eZ430-RF2500

El microcontrolador eZ430-RF2500 pertenece a la familia MSP430. La familia de microcontroladores MSP430 es producida por *Texas Instruments* [5].

Construido con una *CPU* de 16bits, el eZ430-RF2500 está diseñado para aplicaciones empotradas de bajo costo y bajo consumo de energía.

Este microcontrolador dispone de dieciocho puertos del P1 al P18. Cada puerto contiene ocho pines de entrada/salida. Cada uno de estos pines los podemos configurar internamente como entradas o salidas.

Además este dispositivo cuenta con dos convertidores analógicos digitales. Uno de ellos con una resolución de 12bits, y el otro de 10bits (el que hemos utilizado). La velocidad de conversión para los dos ADC es de 200ksp/s.

Esta provisto de un módulo para comunicación *Wireless* con otros dispositivos. En la figura 4.5 podemos ver el microcontrolador con sus partes.

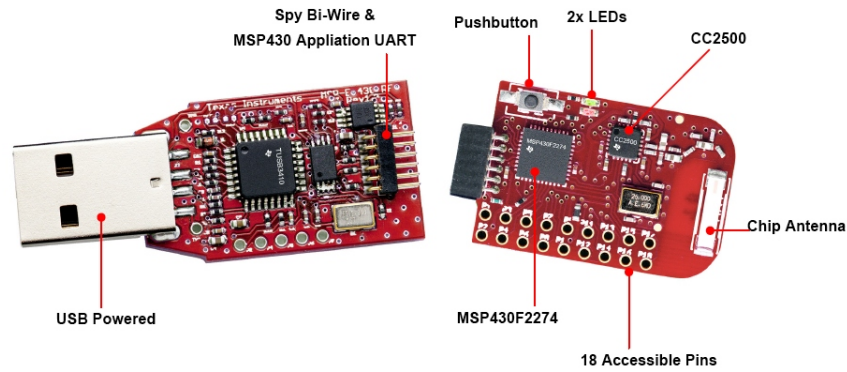


Figura 4.1: Microcontrolador empleado

El IGBT

En las anteriores figuras 3.9 hemos mostrado la señal PWM que controlará el IGBT.

En estas gráficas, podemos observar que el ciclo de trabajo del control es bastante bajo, siempre por debajo del 50 %, cosa muy deseable, pues así conseguimos que las pérdidas en el IGBT sean casi despreciables.

A esto se suma que la frecuencia del PWM también es baja, aproximadamente de 1KHz, otra característica de diseño que minimiza las pérdidas del IGBT.

Pérdidas en el IGBT debidas al ciclo de trabajo

Sabemos que a menor ciclo de trabajo, menores pérdidas en el IGBT. Veamos ahora cuáles son estas pérdidas según las gráficas proporcionadas en las hojas de características, figura 4.2.

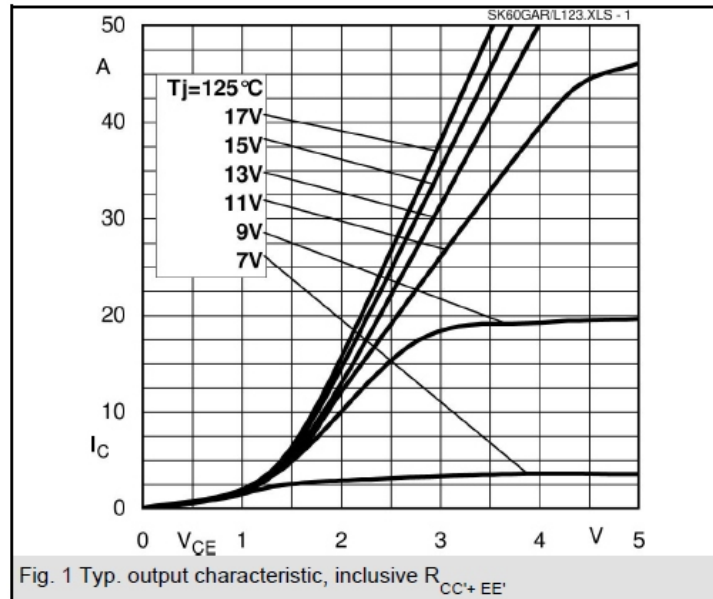


Figura 4.2: Característica del IGBT

Antes de ver cuáles son las pérdidas debidas al ciclo de trabajo, debemos ver cuál es la corriente por el colector de dicho IGBT. Para ello, realizamos una simulación y nos quedamos con el máximo pico de corriente que éste soportará. Las condiciones de trabajo serán las más desfavorables, es decir, con una variación máxima de la tensión de entrada -60V-.

El máximo pico de corriente por el emisor, que coincide con el de colector, se da cuando la tensión de entrada alcanza su valor más alto, y es de unos 9A.

Para conocer las pérdidas, es necesario conocer cuál es la tensión de dis-

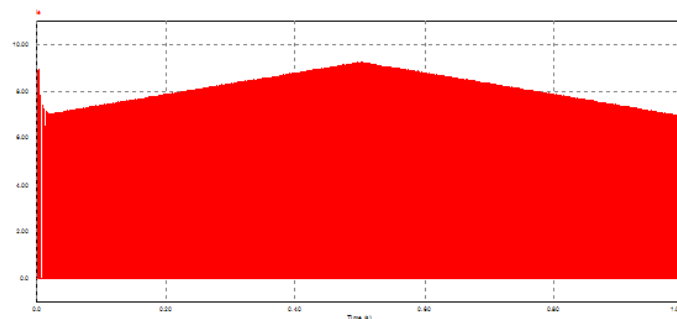


Figura 4.3: Corriente de colector

paro –la tensión en la puerta del IGBT–, en nuestro caso, $15V$.

Según estos datos y según la tabla proporcionada en las hojas de características, se comprueba que la V_{ce} es de unos $1,7V$ con una corriente de $9A$, y por tanto las pérdidas en ese instante serán de entre 15 y $17W$ aproximadamente.

Estas pérdidas son considerables, pero hemos de tener en cuenta que estamos tratando el peor caso: corriente máxima –de pico– no eficaz y picos de tensión de $60V$ –según las especificaciones algo que no ocurrirá–.

Pérdidas del IGBT en función de la frecuencia

Como ya hemos indicado anteriormente, las pérdidas debidas a la frecuencia también serán muy bajas. Esta es la gráfica que relaciona la potencia consumida por el IGBT en mWs en el momento en que cambia de abierto a cerrado E_{on} , o al revés, de cerrado a abierto, E_{off} .

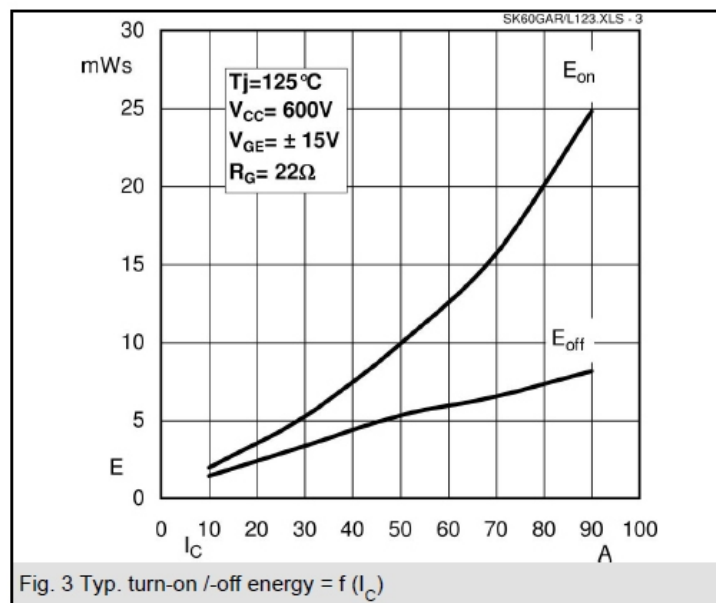


Figura 4.4: Energía encendido/apagado

Teniendo en cuenta la simulación anterior en la que observábamos que la corriente podía valer como máximo $9A$, según la tabla, las pérdidas que tenemos son más o menos iguales tanto en el flanco de subida como en el de

bajada. Consumimos $2mJ$ por cada flanco.

Según la frecuencia de disparo, 1 KHz en esta aplicación, tenemos que en cada segundo nuestro IGBT tiene mil flancos de subida y otros mil de bajada. En total, dos mil flancos por segundo.

Según esto, la potencia consumida será de $8W$ aproximadamente.

Como ya hemos dicho, estas pérdidas han sido calculadas para el peor de los casos de funcionamiento, con lo cual, es una pérdida también despreciable.

Pérdidas en los diodos

Según la hoja de características del IGBT, éste tiene dos diodos: el *inverse diode* y el *freewheeling diode*.

Ninguno de los dos entra en conducción en esta aplicación. Por ello, no hará falta que hagamos un estudio de pérdidas para ellos.

Resistencias

Se han utilizado 3 resistencias para la implementación del circuito:

- Un reostato, figura 4.5 para poder variar la corriente de entrada del circuito
- Una resistencia de 100Ω para el consumo de potencia
- Una resistencia de 10Ω para el filtro



Figura 4.5: Reostato

Filtro

Como se ha explicado anteriormente, para filtrar el ruido de la señal de salida, se colocará un filtro paso bajo que elimine las altas frecuencias. Para ello se ha diseñado un filtro con una frecuencia de corte de 50 Hz según la ecuación 4.1.

$$f_c = \frac{1}{2\pi(RC)} = 53,05Hz \quad (4.1)$$

Capítulo 5

Simulaciones

Las simulaciones han sido realizadas en PSIM. Con estas simulaciones nos vamos hacer una idea de qué funciones va a realizar este circuito, ya que los componentes usados en la simulación no son exactamente los utilizados en las medidas reales.

Figura del circuito simulado:

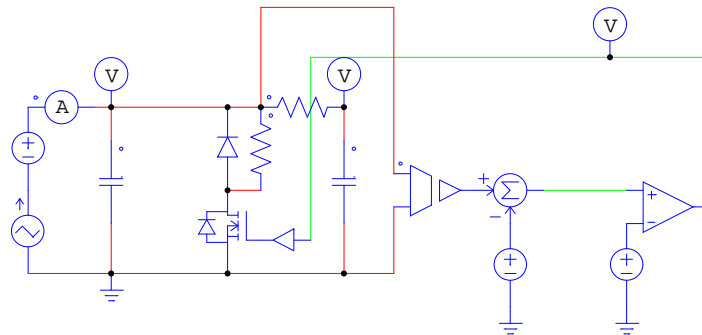


Figura 5.1: Circuito simulación

Hemos realizado las simulaciones con una fuente de tensión y otra fuente de corriente, para poder fijar tanto la tensión como la corriente. A continuación se mostrará la entrada al circuito, simulando así la señal que llega rectificada del rotor del generador.

El rango de tensión de entrada es de 0 a 70 voltios, para esta configuración.

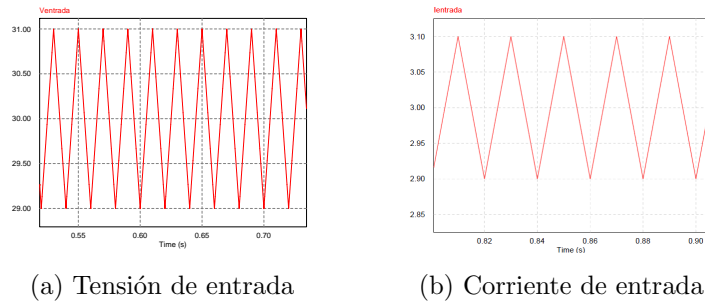


Figura 5.2: Entrada del circuito

La lógica del IGBT depende de la tensión de entrada y la tensión de salida que queramos obtener. Si tenemos una tensión a la entrada mayor que la que queramos fijar, tendremos que cerrar más veces el IGBT para descargar el condensador, consumiendo esa corriente de exceso por la resistencia. Si tenemos el caso inverso, tendremos que abrir más el IGBT.

Mostramos la señal de control del IGBT:

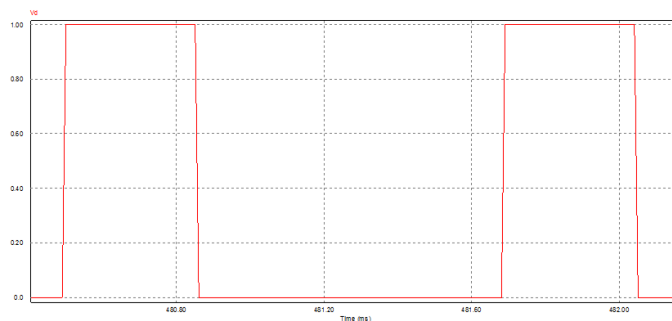


Figura 5.3: Señal de control del IGBT

Con esta señal podemos comprobar que el circuito funciona correctamente ya que la señal de salida del circuito se ha elevado a los 50V, para los cuales ha sido programado. Lo único que podemos observar es que la señal tiene ruido superpuesto, el cual se deberá eliminar.

Para eliminar el ruido existente en la señal de salida utilizamos un filtro paso bajo ya explicado anteriormente, y como se puede observar, realiza perfectamente su función eliminando de ruidos la señal.

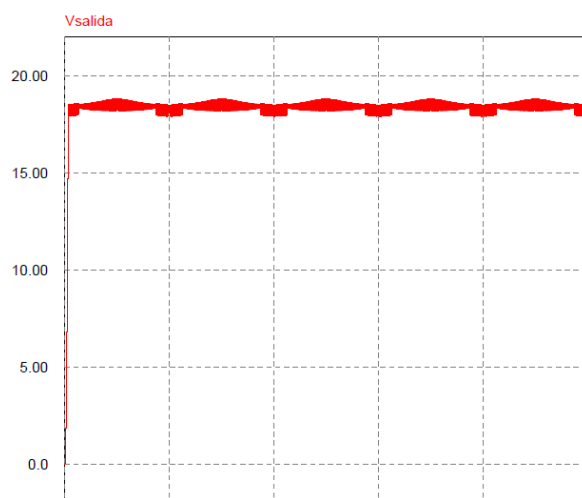


Figura 5.4: Señal de salida sin filtrar

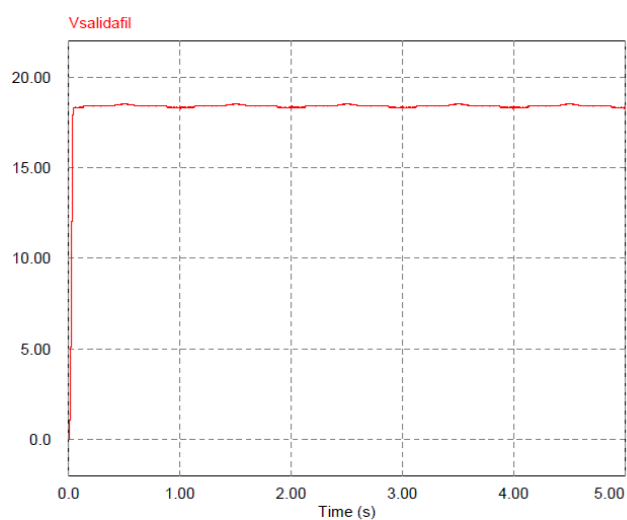


Figura 5.5: Señal de salida filtrada

Por último, diferenciar que, en las simulaciones, el control se ha realizado con dos comparadores y un restador. Experimentalmente se ha realizado el control con un microprocesador como se ha explicada anteriormente.

Capítulo 6

Medidas Experimentales

Anteriormente se llevó a cabo un estudio teórico de la aplicación en cuestión. Hemos comprobado por medio de simulaciones que el diseño pensado cumple con las especificaciones.

Finalmente hemos de comprobar experimentalmente que el diseño cumple con los requisitos. Antes de proseguir, en la figura 6.1 mostramos una imagen del circuito montado en laboratorio.

La diferencia principal entre las medidas experimentales tomadas y las medidas reales, es que, experimentalmente, la corriente que va a dar la fuente va a ser la que nos esté demandando la carga. Lo único que podremos controlar es el límite de corriente que puede dar la fuente de tensión, pero, en la realidad, tendremos unas variaciones de corriente en la entrada del circuito.

Para conseguir simular la corriente que genera el rotor del DFIG, corriente a la entrada del circuito, se utilizará lo explicado en el párrafo siguiente.

Para crear una fuente de corriente real, hemos tenido que colocar en serie la fuente de tensión y una resistencia variable (reostato), y variando el valor de ésta, iremos variando el valor de la corriente que le entra al circuito. Así ya podremos crear señales que se puedan parecer a las del rotor del generador.

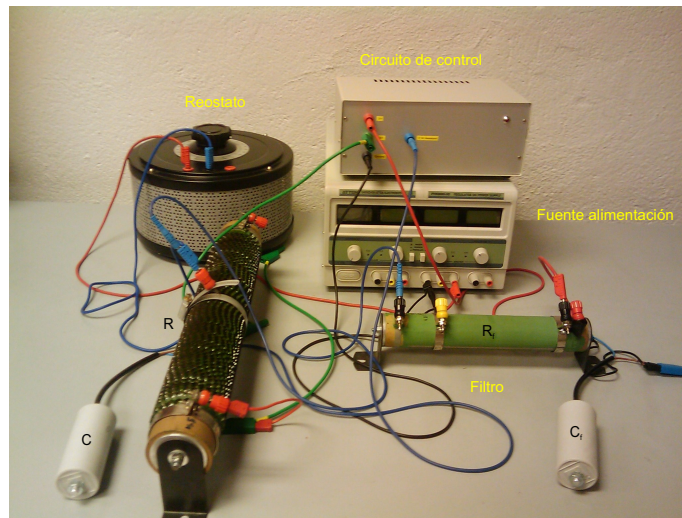


Figura 6.1: Circuito laboratorio

Componentes utilizados:

- Reostato: 70Ω .
- Condensador: $30 \mu F$.
- Placa de disparos.
- IGBT SK60GAL123.

Con este circuito hemos probado el correcto funcionamiento del montaje diseñado teóricamente. Vamos a verificarlo ahora con las imágenes(poner las imágenes siguientes):

- **AMARILLA**: Tensión de entrada del circuito.
- **ROSA**: Tensión de salida del circuito.
- **AZUL**: Corriente de entrada del circuito.

En la figura 6.2 podemos observar que al circuito le está entrando una tensión de entrada de 20V, y que el rectificador se está encargando de fijar la tensión de salida a 18V, para lo que ha sido diseñado. Por último, podemos observar la corriente, la cual iremos variando para comprobar el correcto funcionamiento.

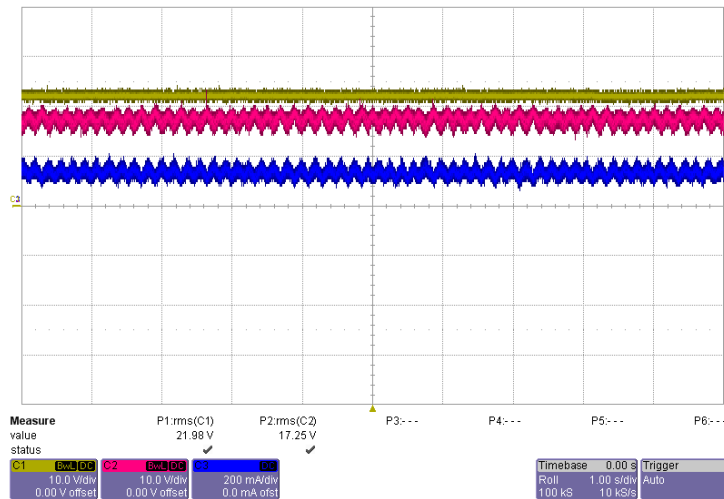


Figura 6.2: Valores normales

Como podemos ver en la figura 6.3, elevamos la tensión de entrada a 33V, y la salida sigue manteniéndose a 18V, pero vemos cómo la señal de salida se está distorsionando. Para evitar el error, tendremos que colocar un filtro paso bajo, calculado anteriormente, para filtrar las altas frecuencias.

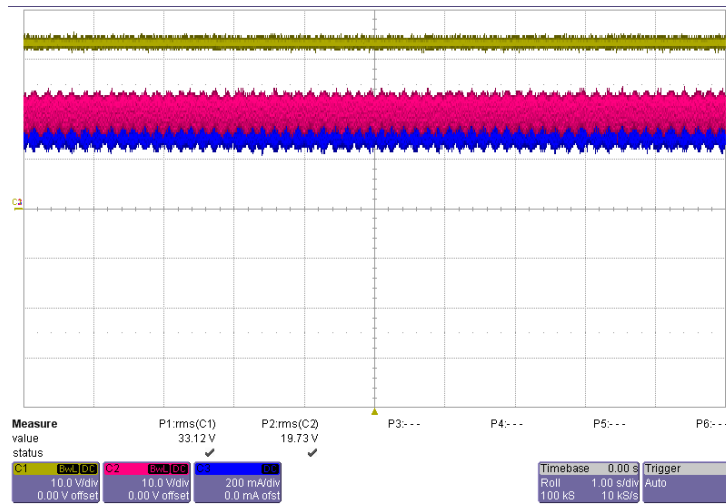


Figura 6.3: Variación de la corriente sin filtro

Una vez introducido el filtro, en la figura 6.4, vemos como la tensión a la salida se ha filtrado considerablemente. Otra observación que se puede hacer en esta gráfica, es que si variamos la tensión de entrada, la corriente del circuito, obviamente, también varía.

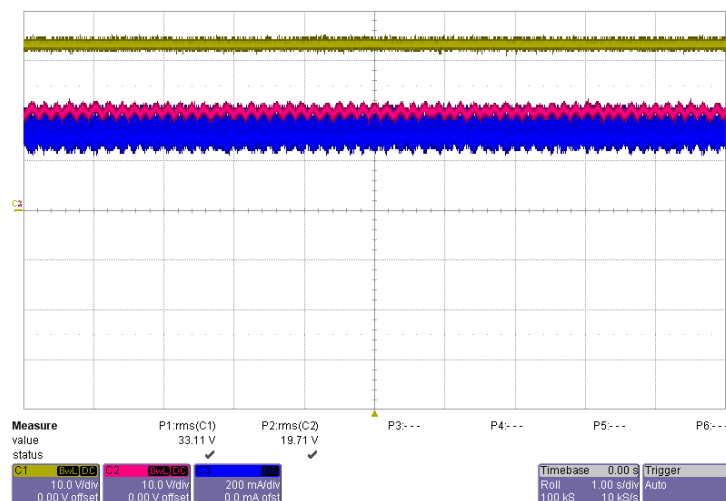


Figura 6.4: Variación tensión con filtro

Por último, como vemos en la figura 6.5, variamos la corriente de entrada del circuito, variando el valor de la resistencia del reostato, sin mover la tensión de entrada, y se puede ver que la tensión a la salida sigue teniendo el mismo valor, lo único que la distorsión en armónicos de corriente crece.

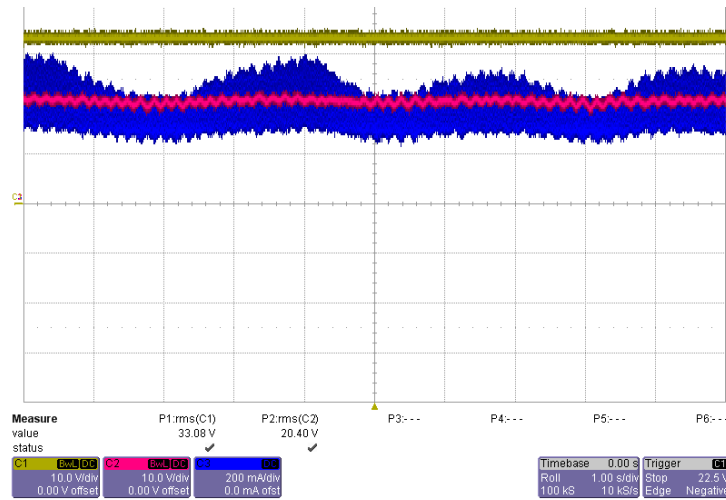


Figura 6.5: Variación corriente con filtro

Experimentalmente también hemos realizado el montaje y ensamblado del circuito para una mayor comodidad a la hora de realizar otros experimentos en el laboratorio.

Capítulo 7

Ensamblaje del circuito

Uno de los trabajos futuros del proyecto anterior [2], era realizar el ensamblaje del circuito. Para ello hemos ensamblado el circuito en una carcasa diseñada para tal efecto, ver anexo 11.3.

El circuito de control del IGBT, contiene un microprocesador MPS430F2274, una sonda de tensión, un optoacoplador para el acondicionamiento de la señal de control del IGBT y una sonda de corriente. Esta sonda no ha sido utilizada para este proyecto pero se considera ya que para proyectos futuros será utilizada.

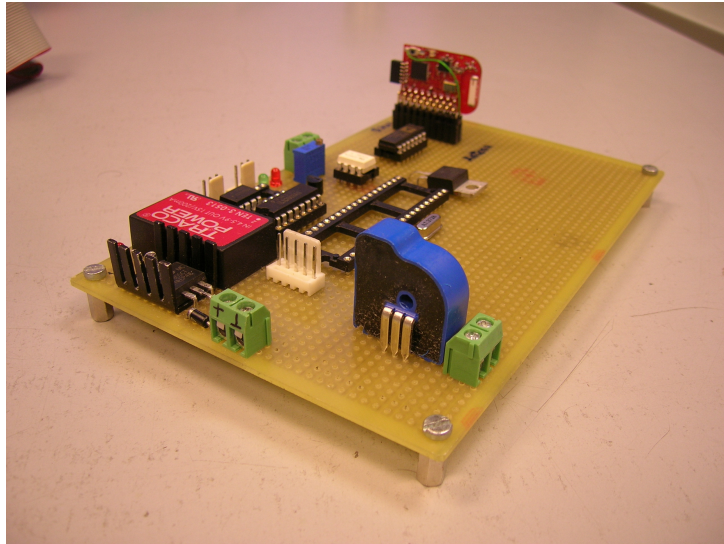


Figura 7.1: Placa

El diseño y fabricación de la carcasa, se realizó en el laboratorio.

Como se puede observar en la 7.2, las entradas que tiene la carcasa son cuatro bornas de protección. Estas entradas son los tres puntos de conexión del IGBT para nuestra configuración.

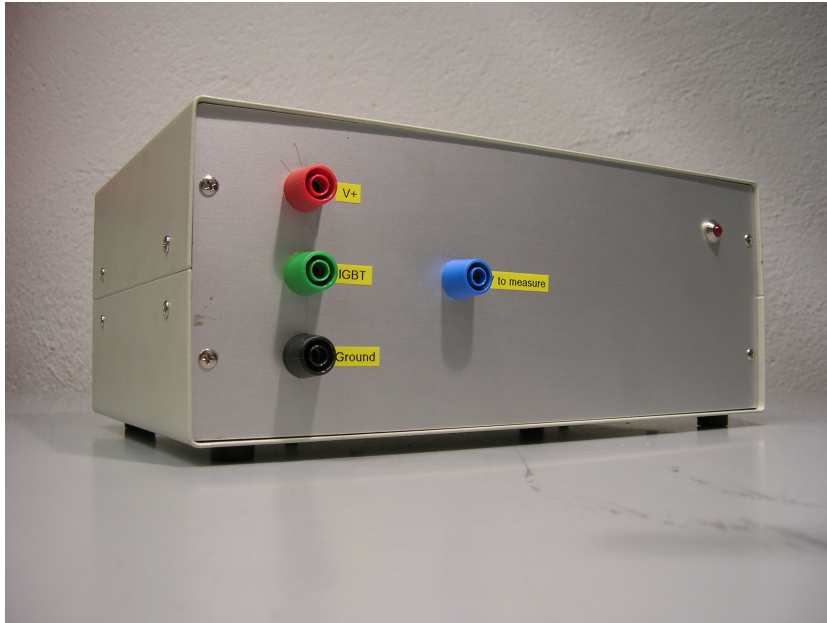


Figura 7.2: Carcasa cerrada

En la figura 7.3 se muestra como ha quedado el circuito interiormente.

Para no tener que alimentar el microprocesador desde el PC o mediante baterías externas, se le ha acoplado una fuente de alimentación que aparte de alimentar al microprocesador, también alimenta a los operacionales que forman el circuito de acondicionamiento.

El disipador del IGBT, el cual fue sobredimensionado, se colocará en la parte externa de la carcasa para evitar calentamientos de otros componentes del circuito.

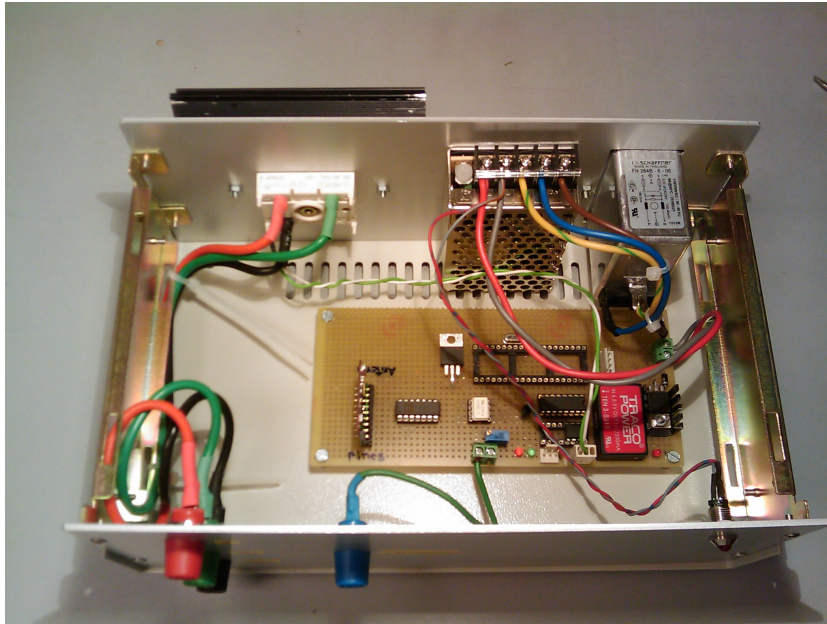


Figura 7.3: Carcasa abierta

Capítulo 8

Conclusiones

El objetivo de este proyecto era consumir potencia de forma controlada para conseguir una tensión constante en un determinado punto pudiendo sustituir así al GSC en trabajos experimentales de laboratorio relacionados con generadores DFIG.

Como hemos podido ver en los resultados de las simulaciones y en las medidas experimentales realizadas, el objetivo en cuanto a comportamiento del sistema ha sido cumplido.

También ha sido satisfactorio el diseño de la carcasa. Se han ensamblado las bornas de seguridad oportunas para facilitar el conexionado del dispositivo realizado. El resultado final es un elemento de uso sencillo y seguro que cumple las especificaciones.

En cuanto a los niveles de potencia y tensión de trabajo, para cada nivel se deberán ajustar los parámetros oportunos del sistema de acuerdo al procedimiento mostrado en este trabajo.

Así mismo, se concluye que el desarrollo del proyecto cumple con los criterios económicos gracias al bajo coste del microcontrolador empleado, el eZ430-RF2500 de *Texas Instruments*.

Capítulo 9

Trabajos futuros

Es conveniente en un futuro regular el comportamiento del dispositivo con un regulador PID implementado dentro del micro. El regulador mejoraría el funcionamiento y haría al dispositivo más robusto.

Durante el desarrollo del proyecto se ha observado que con este dispositivo se pueden abordar numerosas líneas de investigación, *e.g.* aplicaciones relacionadas con energía solar fotovoltaica o el desarrollo de *Crowbars*.

Anexos

Presupuesto

Se muestra el precio por unidad de producto prototipo. En caso de una fabricación en cadena, se descontará el coste del diseño del ingeniero, resultando un precio por unidad sensiblemente inferior.

CÓD.		UNI	DESCRIPCIÓN	MED.	P. UNI.	P TOTAL
01	CAP		MATERIAL			
01.1	Sub.c.		Material potencia			
01.1.01	Partida	Ud.	Módulo IGBT SK60GAL123 40A 1200V Módulo IGBT de altura 15,43 cm, ancho 28 cm. Dispone de 7 pines. Corriente de colector de 58 A. Temperatura de funcionamiento máxima de 150º y mínima de -40º. Tensión emisor colector máxima de 1200 V. Tensión máxima puerta emisor de ± 20 V. Tipo de canal N.	1	27,10	27,10
01.1.02	Partida	Ud.	Condensador MKP F1M40300PC Condensador de polipropileno de capacidad 30 µF. Máxima tensión de entrada de entre 425 V y 475 V.	2	43,82	87,64
01.1.03	Partida	Ud.	Resistencias de potencia Resistencia de potencia. Máxima potencia disipada de 2 KW. Máxima temperatura disipada de 200º.	2	38,50	77
TOTAL SUBCAPÍTULO 01.1						191,74
01.2	Sub.c.		Material control			
01.2.01	Partida	Ud.	Microcontrolador msp430f2274 Microcontrolador de Texas Instruments, perteneciente a la familia MSP430, 32kB Flash, 1K RAM.	1	58,64	58,64
01.2.02	Partida	Ud.	Op495 Amplificador operacional cuyas características son las siguientes: altura 3.3 mm, 14 pines, corriente alimentación de 0,6 A, encapsulado PDIP, ganancia 140 dB, ancho banda 0,075 MHz, tecnología BiCMOS.	1	9,93	9,93
01.2.03	Partida	Ud.	LM2937ET-3.3 Regulado lineal de corriente cuyas características son: altura 8,89 cm, 3 pines, corriente de salida máxima, precisión de 5%, tensión entrada 26 V, tensión entrada mínima 4,75 V.	1	1,178	1,178
01.2.04	Partida	Ud.	Amplificador corriente aislamiento HCPL-7800 Amplificador de corriente y aislador, cuyas características son: altura 3,56 mm, corriente alimentación máxima 16 mA, ganancia en tensión máxima de 18,31 dB, resistencia de entrada máxima de 1000 MΩ, salida diferencial.	1	9,08	9,08
01.2.05	Partida	Ud.	Regulador lineal de tensión, L78L05ACZ 5V Regulador de tensión cuyas características son: altura 4,95 mm, 3 pines, corriente de salida máxima de 0,1 A, precisión del 5%, temperatura de funcionamiento máximo de 150 ºC y mínima de 0 ºC.	1	0,29	0,29

01.2.06	Partida	Ud.	Driver de potencia,ULN2003AG Driver de potencia cuyas características son: altura 4,57 mm, 16 pines, 7 elementos por chip, encapsulado PDIP, tensión de emisor colector máxima de 50 V.	1	0,54	0,54
01.2.07	Partida	Ud.	Convertidor dc-dc TEN30513,15V 3W Convertidor continua-continua cuyas características son: aislamiento 1,5 KVdc, corriente de salida de 200 mA, eficacia del 77%, potencia nominal, temperatura de funcionamiento entre -40 °C y 85 °C, tensión de salida de 15 V.	1	22,20	22,20
01.2.08	Partida	Ud.	3296W 10mm 500mW top adj 25t pot,25K Potenciómetro cuyas características son: altura 15,55 mm, montaje pasante, potencia nominal de 0,5 W, tolerancia del 10 %, resistencia 25 KΩ.	1	0,86	0,86
TOTAL SUBCAPÍTULO 01.2						102,72
01.3	Sub.c.	Material Auxiliar				
01.3.01	Partida	Ud.	Carcasa Caja para realizar el ensamblado del circuito.	1	30	30
01.3.02	Partida	Ud.	Fuente alimentación Se encargará de alimentar el circuito de control, se le alimentara de la red y transformara de 220 a 5 voltios que es la que necesita el circuito de control.	1	43,50	43,50
01.3.03	Partida	Ud.	Filtro Conectores macho de entrada IEC con filtro de alimentación integral. Diseñados para filtrar interferencias de red en las que los condensadores solos pueden resultar inadecuados. Conexión mediante receptáculos 250 (1/4 pulg.). (Para conocer fundas de aislamiento)	1	31,31	31,31
01.3.04	Partida	Ud.	Bornas Conectores de entrada del circuito.	4	0,45	1,8
TOTAL SUBCAPÍTULO 01.3						106,61
TOTAL CAPÍTULO 01						401,07

02	CAP		DISEÑO			
02.1.01	Partida	H	Ingeniero Industrial Horas de trabajo de un ingeniero industrial encargado de la realización del diseño y su simulación.	40	41,14	1645,6
TOTAL CAPÍTULO 02						1645,6
03	CAP		DISEÑO			
03.1.01	Partida	H	Técnico de laboratorio Horas de trabajo de un técnico de laboratorio encargado de la construcción del diseño realizado.	30	20,14	604,2
TOTAL CAPÍTULO 03						604,2
TOTAL			2.650,87 €			

9.1. Hoja de características del IGBT SK60GAL123

SK60GAL123



SEMITOP® 2

IGBT Module

SK60GAL123

SK60GAR123

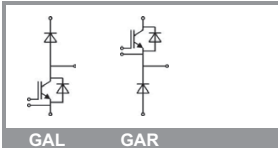
Preliminary Data

Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and isolation through direct copper bonded aluminium oxide ceramic (DCB)
- N-channel homogeneous silicon structure (NPT-Non punch-through IGBT)
- High short circuit capability
- $V_{ce,sat}$ with positive coefficient
- Low tail current with low temperature dependence

Typical Applications*

- Switching (not for linear use)
- Inverter
- Switched mode power supplies
- UPS



GAL

GAR

Absolute Maximum Ratings		$T_s = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	Values	Units
IGBT			
V_{CES}	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1200	V
I_C	$T_j = 125^\circ\text{C}$ $T_s = 25^\circ\text{C}$ $T_s = 80^\circ\text{C}$	58	A
		40	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$	100	A
V_{GES}		± 20	V
t_{psc}	$V_{CC} = 600\text{ V}; V_{GE} \leq 20\text{ V}; T_j = 125^\circ\text{C}$ $V_{CES} < 1200\text{ V}$	10	μs
Inverse Diode			
I_F	$T_j = 150^\circ\text{C}$ $T_s = 25^\circ\text{C}$ $T_s = 80^\circ\text{C}$	33	A
		23	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$		A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms}; \text{half sine wave } T_j = 150^\circ\text{C}$	110	A
Freewheeling Diode			
I_F	$T_j = 150^\circ\text{C}$ $T_{case} = 25^\circ\text{C}$ $T_{case} = 80^\circ\text{C}$	57	A
		38	A
I_{FRM}			A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms}; \text{half sine wave } T_j = 150^\circ\text{C}$	550	A
Module			
$I_{L(RMS)}$			A
T_{vj}		-40 ... +150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-40 ... +125	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC, 1 min.	2500	V

Characteristics			T _s = 25 °C, unless otherwise specified			
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Units
IGBT						
V _{GE(th)}	V _{GE} = V _{CE} , I _C = 2 mA		4,5	5,5	6,5	V
I _{CES}	V _{GE} = 0 V, V _{CE} = V _{CES}		T _J = 25 °C T _J = 125 °C		0,3	mA mA
I _{GES}	V _{CE} = 0 V, V _{GE} = 30 V		T _J = 25 °C T _J = 125 °C		300	nA nA
V _{CE0}			T _J = 25 °C T _J = 125 °C	1,2 1,2		V V
r _{CE}	V _{GE} = 15 V		T _J = 25°C T _J = 125°C	26 38		mΩ mΩ
V _{CE(sat)}	I _{Cnom} = 50 A, V _{GE} = 15 V		T _J = 25°C _{chiplev.} T _J = 125°C _{chiplev.}	2,5 3,1	3 3,7	V V
C _{ies}				3,3		nF
C _{oes}	V _{CE} = 25, V _{GE} = 0 V		f = 1 MHz	0,5		nF
C _{res}				0,22		nF
Q _G	V _{GE} =0 ... 20 V			285		nC
t _{d(on)}	R _{Gon} = 22 Ω	V _{CC} = 600V I _C = 50A		70		ns
t _r				90		ns
E _{on}	R _{Goff} = 22 Ω	T _J = 125 °C V _{GE} = ±15V		9,9		mJ
t _{d(off)}				460		ns
t _f				30		ns
E _{off}				5,3		mJ
R _{th(j-s)}	per IGBT				0,6	K/W

SK60GAL123



SEMIPOT® 2

IGBT Module

SK60GAL123

SK60GAR123

Preliminary Data

Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and isolation through direct copper bonded aluminium oxide ceramic (DCB)
- N-channel homogeneous silicon structure (NPT-Non punch-through IGBT)
- High short circuit capability
- $V_{ce,sat}$ with positive coefficient
- Low tail current with low temperature dependence

Typical Applications*

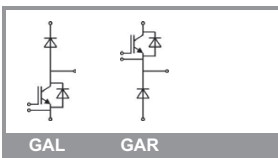
- Switching (not for linear use)
- Inverter
- Switched mode power supplies
- UPS

Characteristics

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
Inverse Diode					
$V_F = V_{EC}$	$I_{Fnom} = 10\text{ A}$; $V_{GE} = 0\text{ V}$				
	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}_{chiplev.}$		2	2,5	V
	$T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}_{chiplev.}$		1,8	2,3	V
V_{F0}	$T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$		1	1,2	V
r_F	$T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$		80		mΩ
I_{RRM}	$I_F = 10\text{ A}$		12		A
Q_{rr}	$di/dt = -300\text{ A}/\mu\text{s}$		1,8		μC
E_{rr}	$V_{CC} = 600\text{ V}$		0,4		mJ
$R_{th(j-s)D}$	per diode			2,1	K/W
Freewheeling Diode					
$V_F = V_{EC}$	$I_{Fnom} = 50\text{ A}$; $V_{GE} = 0\text{ V}$				
	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}_{chiplev.}$		1	2,5	V
	$T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}_{chiplev.}$		1,8		V
V_{F0}	$T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$		1	1,2	V
r_F	$T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$		18	22	V
I_{RRM}	$I_F = 50\text{ A}$		40		A
Q_{rr}	$di/dt = -800\text{ A}/\mu\text{s}$		8		μC
E_{rr}	$V_R = 600\text{ V}$		2,3		mJ
$R_{th(j-s)FD}$	per diode			0,9	K/W
M_s	to heat sink M1			2	Nm
w			21		g

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX.

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our personal.



GAL

GAR

SK60GAL123

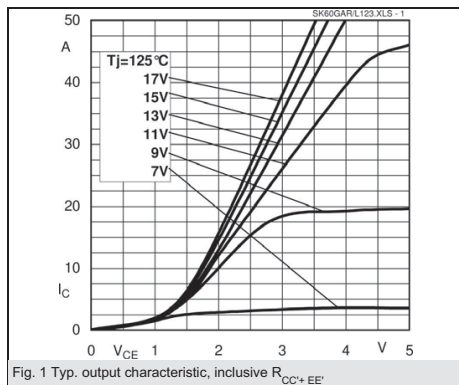


Fig. 1 Typ. output characteristic, inclusive $R_{CC}+EE$

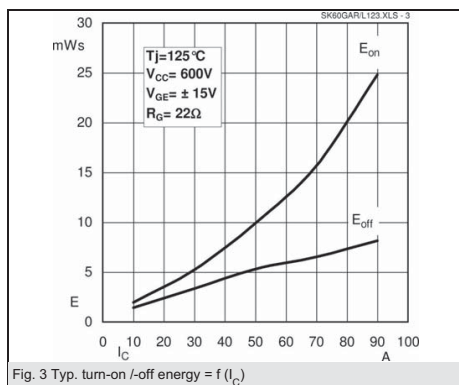


Fig. 3 Typ. turn-on /-off energy = $f(I_C)$

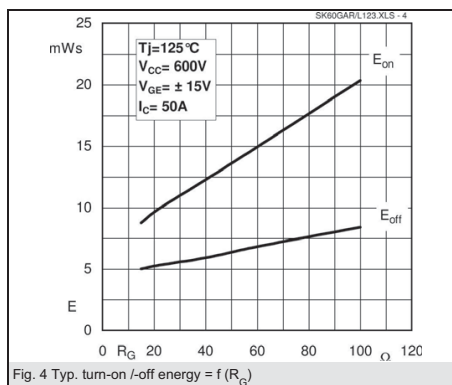


Fig. 4 Typ. turn-on /-off energy = $f(R_G)$

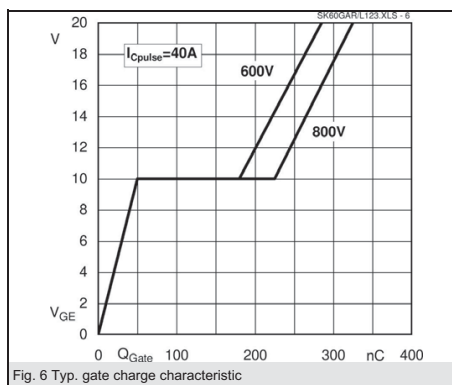


Fig. 6 Typ. gate charge characteristic

SK60GAL123

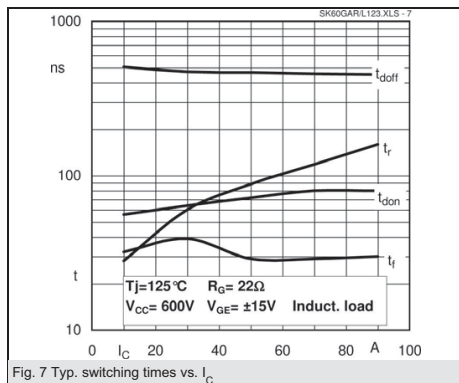


Fig. 7 Typ. switching times vs. I_C

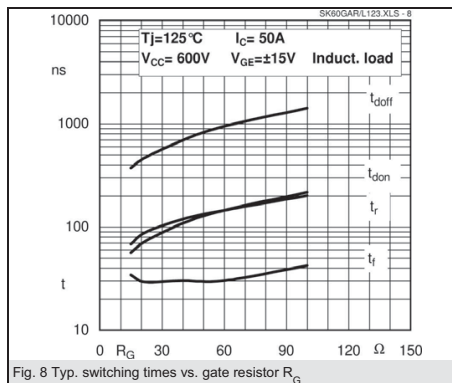


Fig. 8 Typ. switching times vs. gate resistor R_G

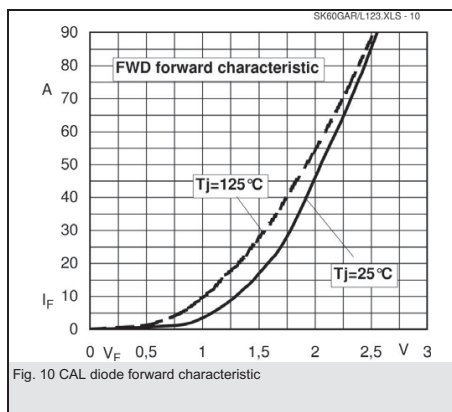
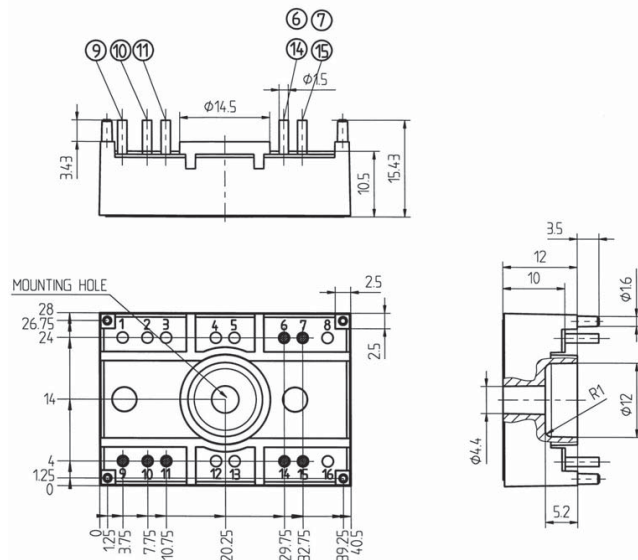


Fig. 10 CAL diode forward characteristic

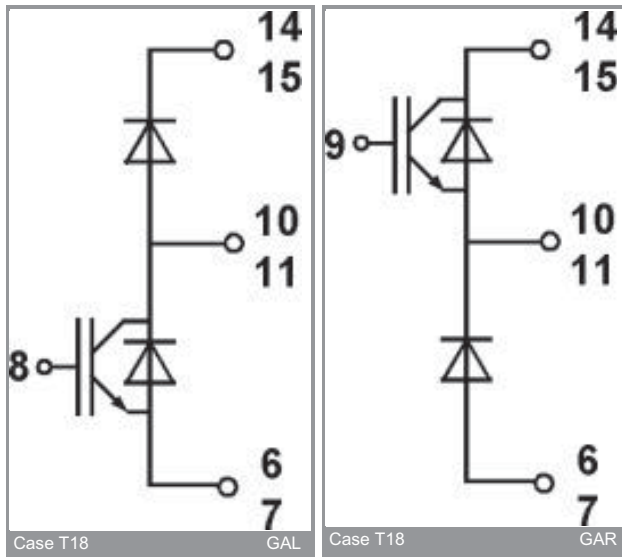
SK60GAL123

UL recognized file

no. E 63 532



Case T18 (Suggested hole diameter, in the PCB, for solder pins and plastic mounting pins: 2mm)

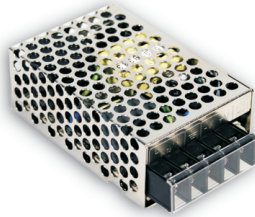


9.2. Hoja de características de la fuente de alimentación



25W Single Output Switching Power Supply

RS-25 series



■ Features :

- Universal AC input / Full range
- Protections: Short circuit / Overload / Over voltage
- Cooling by free air convection
- LED indicator for power on
- 100% full load burn-in test
- All using 105℃ long life electrolytic capacitors
- Withstand 300VAC surge input for 5 second
- High operating temperature up to 70℃
- Withstand 5G vibration test
- High efficiency, long life and high reliability
- 3 years warranty



SPECIFICATION

MODEL		RS-25-3.3	RS-25-5	RS-25-12	RS-25-15	RS-25-24	RS-25-48
OUTPUT	DC VOLTAGE	3.3V	5V	12V	15V	24V	48V
	RATED CURRENT	6A	5A	2.1A	1.7A	1.1A	0.57A
	CURRENT RANGE	0 ~ 6A	0 ~ 5A	0 ~ 2.1A	0 ~ 1.7A	0 ~ 1.1A	0 ~ 0.57A
	RATED POWER	19.8W	25W	25.2W	25.5W	26.4W	27.36W
	RIPPLE & NOISE (max.) <small>Note.2</small>	80mVp-p	80mVp-p	120mVp-p	120mVp-p	120mVp-p	200mVp-p
	VOLTAGE ADJ. RANGE	2.85 ~ 3.6V	4.75 ~ 5.5V	10.8 ~ 13.2V	13.5 ~ 16.5V	22 ~ 27.6V	42 ~ 54V
	VOLTAGE TOLERANCE <small>Note.3</small>	±3.0%	±2.0%	±1.0%	±1.0%	±1.0%	±1.0%
	LINE REGULATION <small>Note.4</small>	±0.5%	±0.5%	±0.5%	±0.5%	±0.5%	±0.5%
	LOAD REGULATION <small>Note.5</small>	±2.0%	±1.0%	±0.5%	±0.5%	±0.5%	±0.5%
	SETUP, RISE TIME	1200ms, 23ms/230VAC 2200ms, 30ms/115VAC at full load					
	HOLD UP TIME (Typ.)	80ms/230VAC 14ms/115VAC at full load					
INPUT	VOLTAGE RANGE	88 ~ 264VAC 125 ~ 373VDC (Withstand 300VAC surge for 5sec. Without damage)					
	FREQUENCY RANGE	47 ~ 63Hz					
	EFFICIENCY(Typ.)	72%	77%	79%	82%	84%	85%
	AC CURRENT (Typ.)	0.7A/115VAC 0.4A/230VAC					
	INRUSH CURRENT (Typ.)	COLD START 30A/230VAC					
	LEAKAGE CURRENT	<2mA / 240VAC					
PROTECTION	OVERLOAD	110 ~ 180% rated output power Protection type : Hiccup mode, recovers automatically after fault condition is removed					
	OVER VOLTAGE	3.8 ~ 4.45V	5.75 ~ 6.75V	13.8 ~ 16.2V	17.25 ~ 20.25V	27.6 ~ 32.4V	55.2 ~ 64.8V
ENVIRONMENT		Protection type : Shut off o/p voltage, clamping by zener diode					
	WORKING TEMP.	-20 ~ +70℃ (Refer to output load derating curve)					
	WORKING HUMIDITY	20 ~ 90% RH non-condensing					
	STORAGE TEMP., HUMIDITY	-40 ~ +85℃, 10 ~ 95% RH					
	TEMP. COEFFICIENT	±0.03%/℃ (0 ~ 50℃)					
SAFETY & EMC <small>(Note 6)</small>	VIBRATION	10 ~ 500Hz, 5G 10min./1cycle, period for 60min. each along X, Y, Z axes					
	SAFETY STANDARDS	UL60950-1, TUV EN60950-1 approved					
	WITHSTAND VOLTAGE	I/P-O/P:3KVAC I/P-FG:1.5KVAC O/P-FG:0.5KVAC					
	ISOLATION RESISTANCE	I/P-O/P, I/P-FG, O/P-FG:100M Ohms / 500VDC / 25℃ / 70% RH					
	EMI CONDUCTION & RADIATION	Compliance to EN55022 (CISPR22) Class B					
OTHERS	HARMONIC CURRENT	Compliance to EN61000-3-2,-3					
	EMS IMMUNITY	Compliance to EN61000-4-2,3,4,5,6,8,11; ENV50204, light industry level, criteria A					
	MTBF	309.7Khrs min. MIL-HDBK-217F (25℃)					
	DIMENSION	78*51*28mm (L*W*H)					
	PACKING	0.2Kg, 60pcs/13Kg/0.46CUFT					
NOTE	1. All parameters NOT specially mentioned are measured at 230VAC input, rated load and 25℃ of ambient temperature. 2. Ripple & noise are measured at 20MHz of bandwidth by using a 12" twisted pair-wire terminated with a 0.1uf & 47uf parallel capacitor. 3. Tolerance : includes set up tolerance, line regulation and load regulation. 4. Line regulation is measured from low line to high line at rated load. 5. Load regulation is measured from 0% to 100% rated load. 6. The power supply is considered a component which will be installed into a final equipment. The final equipment must be re-confirmed that it still meets EMC directives.						

File Name:RS-25-SPEC 2008-10-03

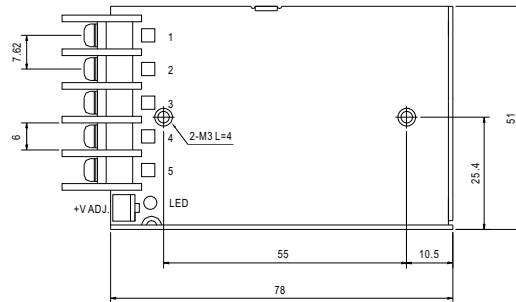


25W Single Output Switching Power Supply

RS-25 series

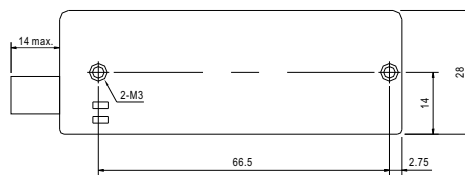
■ Mechanical Specification

Case No.931A Unit:mm



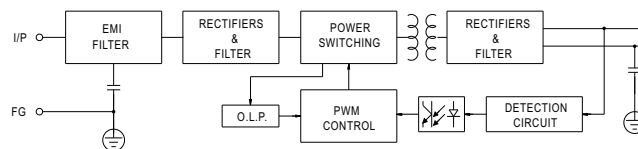
Terminal Pin No. Assignment

Pin No.	Assignment	Pin No.	Assignment
1	AC/L	4	DC OUTPUT -V
2	AC/N	5	DC OUTPUT +V
3	FG		

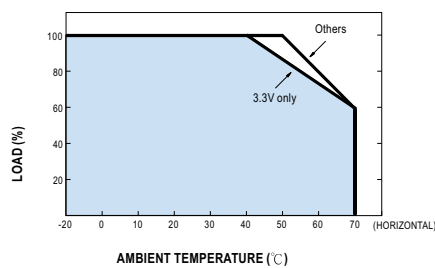


■ Block Diagram

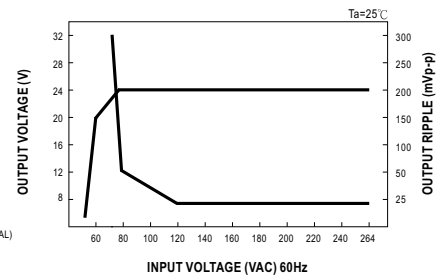
fosc : 60KHz



■ Derating Curve

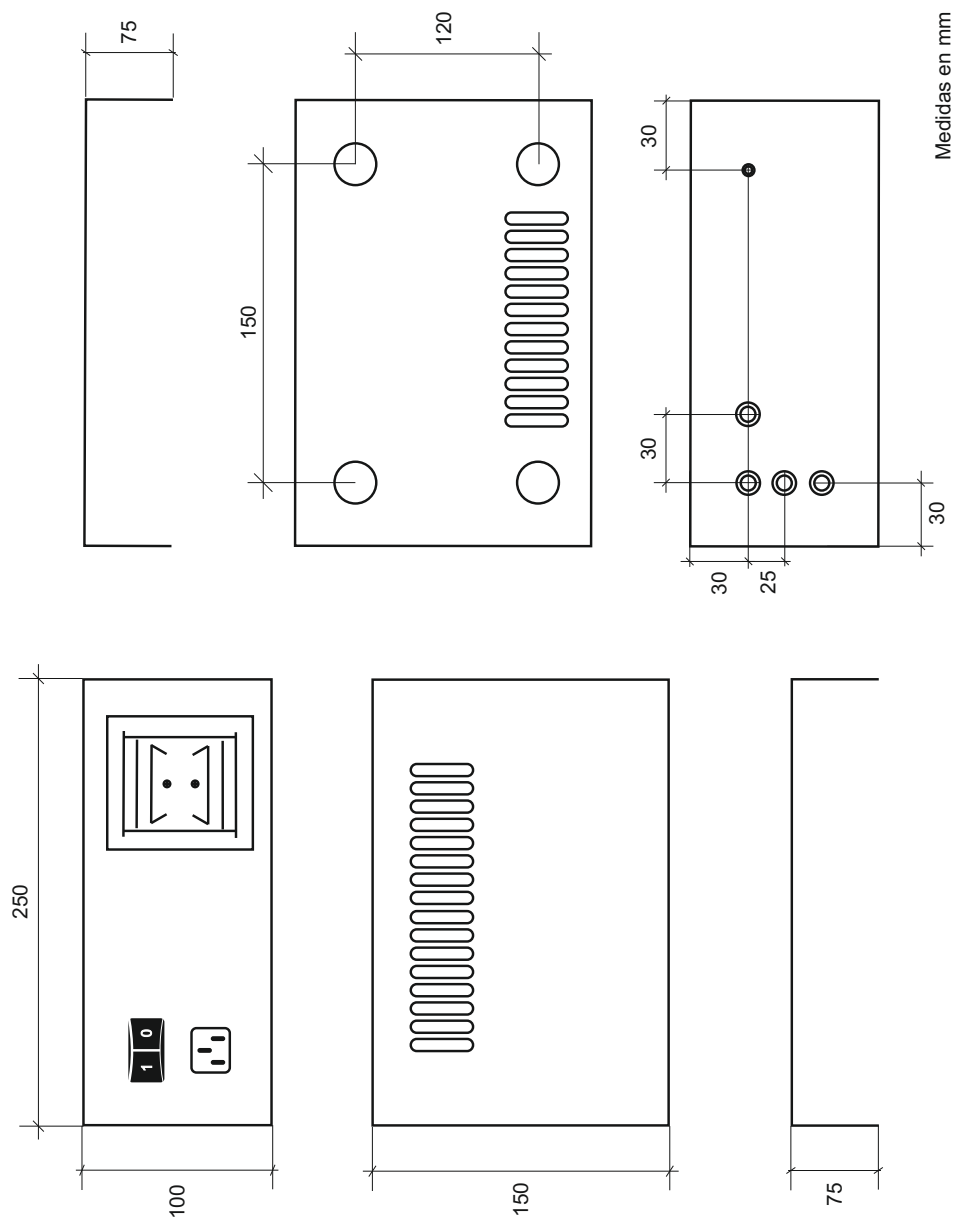


■ Static Characteristics (24V)



File Name:RS-25-SPEC 2008-10-03

9.3. Esquemático Carcasa



Bibliografía

- [1] O. Anaya-Lara, ZiFa Liu, G. Quinonez-Varela, and J.R. McDonald. Optimal dfig crowbar resistor design under different controllers during grid faults. pages 2580 –2585, apr. 2008.
- [2] Juan Pablo Rodríguez García. Diseño de un sistema de consumo potencia variable para aplicaciones experimentales de generación eólica. Master’s thesis, Universidad Carlos III de Madrid, 2010.
- [3] Jose Luis Martín Gonzalez. *CONTROL DE CONVERTIDORES DE POTENCIA AVANZADOS PARA GENERADO EÓLICOS*. PhD thesis, ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE BILBAO, 2005.
- [4] Andreas Petersson. *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. PhD thesis, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 2005.
- [5] Texas Instruments. *ez430-RF2500v Development Tool User’s Guide*.